

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 情報信号を所定の搬送波で 1 次変調すると共に任意の拡散符号で更に拡散変調して得られたスペクトル拡散変調波を、受信して復調するスペクトル拡散復調装置であって、

逆拡散用の拡散符号を生成する拡散符号発生回路と、受信したスペクトル拡散変調波に該拡散符号を乗算して逆拡散復調する逆拡散復調手段と、

該逆拡散復調手段の出力信号に含まれる搬送波成分を抽出してこれに振幅制限増幅等所定の信号処理を施すことにより搬送波を再生する搬送波再生回路と、

再生された搬送波と前記逆拡散復調手段からの出力信号とを乗算することにより元の情報信号を得る 1 次復調手段と、

前記搬送波再生回路に含まれる位相同期ループにて得られる誤差信号中のノイズレベルを識別して同期検出用信号を出力する同期検出手段とを、少なくとも備えたスペクトル拡散復調装置。

【請求項 2】 前記搬送波再生回路は、逆拡散復調手段からの出力信号の周波数を 2 逡倍する逡倍手段と、

該逡倍手段の出力信号を増幅及び振幅制限する振幅制限増幅器と、

該振幅制限増幅器の出力信号を基に少なくとも搬送波生成用信号を生成する位相同期ループと、

該搬送波生成用信号の位相を所定量シフトする移相回路と、

該移相回路の出力信号周波数を分周して 1 次復調用の搬送波を生成する分周器とで構成されたものである、請求項 1 記載のスペクトル拡散復調装置。

【請求項 3】 前記搬送波再生回路は、逆拡散復調手段からの出力信号中の変調情報成分を、前記 1 次復調手段からの元の情報信号との乗算により打消す逆変調手段と、該逆変調手段の出力信号より搬送波成分を抽出する搬送波抽出手段と、

該抽出された搬送波成分を振幅制限増幅する振幅制限増幅器と、

該振幅制限増幅器の出力信号を基に少なくとも再生搬送波を出力する位相同期ループと、得られた再生搬送波の位相を所定量シフトする移相回路とで構成されたものである、請求項 1 記載のスペクトル拡散復調装置。

【請求項 4】 前記同期検出手段は、同期点と非同期点とのノイズレベル差を拡大させる非線形検波回路と、該非線形検波回路の出力信号からノイズレベルを識別するレベル識別回路とを、少なくとも備えたものである請求項 1 ～ 3 の内いずれか 1 項に記載のスペクトル拡散復調装置。

【請求項 5】 前記非線形検波回路は、誤差信号中のノイズレベルが所定のスレッシュホールドレベルを超えると、一定の出力レベルで出力するものである、請求項 4 記載のスペクトル拡散復調装置。

【請求項 6】 前記同期検出手段は、同期点と非同期点とのノイズを検出するノイズ検出回路と、

ノイズ成分の中に生じる情報信号の微分成分を除去するフィルター回路と、

該フィルター回路の出力信号からノイズレベルを識別するレベル識別回路とを、少なくとも備えたものである請求項 1 ～ 3 の内いずれか 1 項に記載のスペクトル拡散復調装置。

【請求項 7】 前記フィルター回路は、情報信号の伝送速度に対応する周波数及びその高調波成分を除去又は低減するものであって、ノッチフィルター又は櫛歯フィルターを用いた請求項 6 記載のスペクトル拡散復調装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【産業上の利用分野】 本発明はスペクトル拡散通信方式の受信部等に用いられるスペクトル拡散〔以下“SS”と略記する〕復調装置の改善に係り、特に、従来必須の構成要素であった比較的高価な自動利得制御（AGC）回路を不要とし、且つ、SS復調出力信号に特定の信号処理を施すことにより 1 次復調用の搬送波を再生する手段や、弱入力受信時や符号分割多重時の SS 同期検出を良好にする手段を備えた、スペクトル拡散復調装置に関する。

【 0 0 0 2 】

【技術的背景】 伝送用信号として SS 変調波を用いる SS 通信において、昨今の技術進歩と民生分野への展開には目覚ましいものがある。特に、SS 通信の利用が特殊業務分野から民生分野へ移行するに従って、回路の簡素化、低価格化、応用範囲の拡大化など、種々の技術の追求に一層の拍車がかけている。そうした中で、従来の常識を打破する技術改善も要求されており、本発明装置もそのような改良発明の 1 つである。

【 0 0 0 3 】

【従来の技術】 従来の SS 復調装置の概略構成及び動作について、図 1、図 2 を併せ参照して簡単に説明する。図 1 は従来の SS 復調装置 9 の主要部を示す概略ブロック図、図 2 は同期確立前の時間帯における動作説明用の信号波形図である。SS 復調装置 9 は AGC 回路 1、乗算器（逆拡散復調手段）2、PNG（拡散符号発生回路）3、BPF（帯域濾波器）4、レベル識別回路 5、制御信号発生回路 6、1 次復調回路（1 次復調手段）7、局部発振器 8、切換えスイッチ Sw 等を備え、これらを図示の如く結線して構成される。

【 0 0 0 4 】 なお、かかる SS 復調装置 9 に信号（SS 変調波）を生成して送信し得る SS 変調装置としては、例えば当社先願である特願平 4 - 3 6 0 9 8 0 号「スペクトル拡散変調及び／又は復調装置」等に記載された構成のものを用いれば良いので、本明細書ではその具体的な説明は省略する。

50 【 0 0 0 5 】 アンテナ An にて受信された SS 変調波 (A)

は、図示しない B P F や中間周波変換手段等を介して A G C 回路 1 に供給され、ここで適当なレベルに増幅乃至減衰された後、逆拡散復調用の乗算器 2 に供給される。一方、局部発振器 8 より切換えスイッチ S w (及び場合によっては分周器等) を介してクロック信号 (C) を P N G 3 に供給し、ここで拡散符号を生成して乗算器 2 に供給している。これにより、乗算器 2 では S S 変調波 (A) との乗算による逆拡散が行われる。

【 0 0 0 6 】 B P F 4 を介しての乗算器 2 の逆拡散復調出力は、同期確立前の刻帯においては図 2 に示すような信号波形となっており、このうち (b) , (d) が相関点、 (a) , (c) , (e) が非相関期間である。かかる逆拡散復調出力を B P F 4 を介してレベル識別回路 5 に供給してレベルの大小を識別し、相関点 (b) 又は (d) (のピーク値) を検出する。そしてこれを制御信号発生回路 6 にて制御信号化し、同期捕捉用信号として切換えスイッチ S w に供給する。

【 0 0 0 7 】 同期捕捉用信号の到来により、切換えスイッチ S w の接点は入力端子 I n 1 側に切換わり、 P N G 3 へは、 S S 変調装置側におけるクロック信号と同期の取れたクロック信号 (C) がクロック信号生成手段 (図示せず) より供給されるようになり (即ち同期確立) 、従って P N G 3 で生成される拡散符号は S S 変調装置側における拡散符号と等価なものになって、 S S 復調 (即ち 2 次復調) 動作が成立する。この状態での逆拡散復調出力レベルは、図 2 における相関点 (b) 又は (d) のピーク値と略同レベルとなる。かかる S S 復調出力は、 1 次復調回路 7 において P S K 復調等の 1 次復調を施されて、元の情報信号が出力端子 O u t 1 より得られる。

【 0 0 0 8 】 かかる S S 復調動作における同期捕捉のためのレベル識別において、最重要な働きを有する回路の 1 つが A G C 回路 1 である。その理由として、 S S 変調波の受信入力レベルは、周知の如く受信電界強度の変動によって常にレベル変動しているため、レベル識別回路 5 においてレベルの大小やピーク値を正しく検出するために、 S S 変調波 (A) のレベルを常にほぼ一定に保つ働きを有する A G C 回路 1 は必須の構成要素となっている。

【 0 0 0 9 】

【発明が解決しようとする課題】 このように、 S S 復調装置 9 においては、 A G C 回路 1 の存在及び働きは非常に重要で、 S S 通信における正常な同期検出は A G C 回路 1 が理想的に働いている場合に達成できるが、一般に理想的な A G C 回路を実現するには回路構成が一層複雑になるので経済的にも非常に困難であり、現実的には、受信レベルの大幅な変動により S S 同期検出ポイント

(相関点) にずれが生じたり、検出不能に陥る等の問題があった。また、これまでの説明は、受信入力レベルが微弱であっても入力レベルが受信復調可能レベルにおけるもので、相関点と非相関点におけるレベル差が極度に

少ない受信 C / N (電力対雑音比) の悪化しているような場合は、 S S 同期検出は不能に陥ることは言うまでもない。

【 0 0 1 0 】 また、情報信号速度の高速化が進につれて、相関点 (b) , (d) と非相関点 (a) , (c) , (e) におけるレベル差が少なくなり、高速化設計の場合では 1 次変調波の影響による振幅変動分が粗くなり、相関点レベルの検出は困難となる。従って、従来システムでは、 S S 方式における処理利得 (G p : プロセッシングゲインの事で、情報信号速度で拡散符号速度を割った値のデシベル表示値) がある程度大きな値 (2 0 d B 以上) で、 S S 方式の特長の一つである耐妨害性能をあまり下げないようにして使用しているため、相関点のレベル検出は程々の検出を可能としている。

【 0 0 1 1 】 また、これまでの説明は、 S S 方式における処理利得が比較的大きく取れて S S 方式の特長の一つである耐妨害性能が大きく取れるように設計した S S 方式の場合の説明である。ところが、情報信号速度の高速化への動向に対応して、 S S 方式の基本性能を引き出す処理利得の値が高く得られない S S 方式においては、相関点における同期検出ポイントが 1 次変調波の情報速度の高さの影響から一種の振幅変動される現象 (逆拡散復調出力段に使用する B P F の帯域制限の影響等もある) が生じるため、同期検出ポイントがずれる問題や、同期検出が不能に陥る問題があった。そこで、このような問題が原理的に生じない画期的な S S 同期検出方法や、その方法を実現し得る S S 復調装置の出現が望まれている。

【 0 0 1 2 】

【課題を解決するための手段】 本発明の S S 復調装置は、逆拡散用の拡散符号を生成する拡散符号発生回路 (3) と、受信したスペクトル拡散変調波に拡散符号を乗算して逆拡散復調する逆拡散復調手段 (2) と、逆拡散復調出力に含まれる搬送波成分を抽出して搬送波を再生する搬送波再生回路 (15) と、再生された搬送波と上記逆拡散復調手段からの出力信号とを乗算することにより復調して元の情報信号を得る 1 次復調手段 (14) と、上記搬送波再生回路に含まれる位相同期ループ (11) にて得られる誤差信号中のノイズレベルを識別して同期検出用信号を出力するレベル識別回路 (5) 等を備えて構成することにより、上記課題を解決したものである。

【 0 0 1 3 】

【実施例】 本発明の S S 復調装置の第 1 実施例について、図 3 を参照し乍ら説明する。図 3 は本発明第 1 実施例の S S 復調装置 1 0 の主要構成を示すブロック図であり、この図において図 1 に示した従来装置 9 と同一構成部分には同一符号を付して、その詳細な説明を省略する。

【 0 0 1 4 】 図中、 1 4 , 1 6 , 1 9 は乗算器、 1 7 は B P F 、 1 8 は振幅制限増幅器 (リミッタアンプ) 、 2

1はVCO（電圧制御発振器）、22は移相回路、23は分周器、24はループフィルタ（LF）、25はLPF（低域濾波器）であり、これらを図示の如く結線している。この内、乗算器19、LF24、VCO21によって位相同期ループ（PLL）11が形成され、更にこれを含んで一点鎖線で囲んだ構成にて、1次復調用のキャリア（搬送波）を再生しているのを、これを便宜上、搬送波再生回路15と呼ぶことにする。

【0015】即ち、乗算器14はBPF4を介して供給される逆拡散復調出力に搬送波を乗ずることにより1次復調しており、この搬送波も逆拡散復調出力に特定の信号処理を施すことにより再生しているのを、同期検波方式の1次復調手段である。なお、PLL11内のLF24は、乗算器19にて得られる2種類の乗算信号のうち差信号成分のみを抽出する1種のLPFである。

【0016】次に、本発明装置10の機能、動作について、図4の信号波形図を併せ参照して説明する。図4[A]は同期確立前における乗算器19からの逆拡散復調出力信号の波形、図4[B]はLF24の出力であるノイズ（誤差出力）信号波形（Ee）であり、両図は時間軸を揃えて示している。ここで「ノイズ」と呼んでいるのは伝送中に混入するノイズのことではなく、拡散変調用信号として擬似雑音符号を用いており、同期が取れない間は通常のノイズと同様の波形となることによる。なお、図4[A]は前記図2と同様の波形の如く示されているが、本発明装置10はAGC回路を備えていないので、この波形の大きさ自体も、受信電界強度の変動に伴って時間的に変動することになる。

【0017】アンテナAnにて受信されたSS変調波(A)は、図示しないBPF等を介して逆拡散復調用の乗算器2に供給される。このSS変調波(A)は、振幅をA、拡散符号を $P(t)$ 、情報信号を $d(t)$ 、搬送波を $\cos \omega t$ とすると、 $AP(t)d(t)\cos \omega t$ と表される。なお、 $P(t)$ と $d(t)$ は+1と-1の値のみからなる2値信号である。一方、乗算器2には、局部発振器8からのクロック信号(C)を基にPNG（拡散符号発生回路）3にて生成された拡散符号 $P(t-\tau)$ が供給されている。なお、 τ は正規の拡散符号に対する位相（時間）差成分である。

【0018】これにより、乗算器2からは $AP(t)P(t-\tau)d(t)\cos \omega t$ なる逆拡散復調出力が得られるが、図4に示す相関点(b)、(d)では周知の如く位相差成分 $\tau=0$ となるから、逆拡散復調出力は $AP^2(t)d(t)\cos \omega t$ となる。更に、 $P^2(t)$ は1であるので、乗算器2からの出力信号は結局 $Ad(t)\cos \omega t$ で表わせる。

【0019】逆拡散復調出力をBPF4を通して得た出力は図4に示す[A]であり、相関点(b)、(d)では拡散されているSS変調波が元の1次変調波に戻されているポイントであり、BPF4の通過帯域に一致して狭帯域化されている変調波であり、搬送波電力はBPF4でロスなく伝送されて得られる。また、図4に示す非相関点

(a)、(c)、(e)では逆拡散復調出力は広帯域に拡散されている信号であるため、狭帯域のBPF4を伝送することによりかなりの電力ロスが生じて、相関点と非相関点におけるレベル差が生じる。従来方式ではこのレベル差を検出して同期ポイントを見つけSS同期を行っていたことは説明した通りである。

【0020】かかるBPF4を通した逆拡散復調出力は、搬送波再生回路15に含まれる乗算器16の両入力端子に供給される。従って乗算器16では2乗動作となり、これにより周波数も2倍(2ω)となるので、乗算器16では搬送波周波数を2通倍したことになる。一方、復調情報信号 $d(t)$ は $d'(t)(=1)$ となって直流化するのので、後段のBPF17の伝送特性を周波数 2ω の信号が通過するように設計すれば、BPF17の出力は $(1/2)A^2 \cos 2\omega t$ となり、搬送波の2倍の周波数成分（搬送波生成用信号）のみが伝送される。

【0021】かかるBPF17からの出力信号は、振幅制限増幅器18にて充分増幅されると共に所定のレベル以上はカットされて、PLL11に含まれる乗算器19に供給される。乗算器19にはVCO21の出力も供給されているので、ここで両信号の位相比較が行なわれ（従って乗算器19は位相比較器とも呼ばれる）、更にループフィルタ24により図4[B]に示されるような波形の信号となって、VCO21及びレベル識別回路5に出力される。なお、VCO21はその発振角周波数を周知の如く入力信号の角周波数に近付けて合致すべく機能する。

【0022】この図4[B]から明らかなように、誤差信号のレベル（ノイズレベル）は相関点(b)、(d)において極小となるので、これを検出することによりレベル識別回路5での相関点の検出が可能となる。ここで、位相同期ループはFM復調として使用できることは周知の通りであるが、別の角度から波形観察を試みる。図4[A]の波形は相関点(b)や(d)はノイズ（拡散成分）が少なく搬送波レベルが大きい、即ちC/N（電力対雑音比）の大きい無変調搬送波状態を示し、非相関点(a)、(c)、(e)では、拡散成分が大きいにもかかわらず搬送波レベルは小さい、即ちC/Nの小さい無変調搬送波状態を示している。この様な信号波形をFM検波した場合は、搬送波時のC/NとFM復調後の復調出力時のS/Nとでは基本的に異なる点がある。

【0023】例えば、森北出版（株）発行の「ノイズ入門」F.R.コナー原著の88～97頁に示されているように、エンベロープ検波（AM復調）時のノイズとFM復調時のノイズとでは条件にもよるが一般に、搬送波時のC/NよりFM復調後のS/Nの方が遥かに大きく取れることが示されている。即ち、従来方式は図4[A]をエンベロープ検波してレベル識別するのに対し、本発明の方式はC/Nの変化する搬送波をFM復調して復調ノイズ（図4[B]）の大小を識別しているから、従来方式に

比べて同期検出能力は遥かに高いことを意味する。

【0024】レベル識別回路5からの相関点の検出出力は、次段の制御信号発生回路6に供給して制御信号化し、更にこの制御信号を同期捕捉用信号として切換えスイッチ（スイッチング回路）Swに供給する。これにより、切換えスイッチSwは接続を局部発振器8から入力端子In1側に切換えるが、相関点(b)や(d)においては、入力端子In1へはSS変調装置（送信側）でのクロック信号と等価なクロック信号(C)が従来例同様供給されるので、同期が確立してSS復調（即ち2次復調）動作が成立するわけである。

【0025】ところで前記の如くBPF4の出力は、受信電界強度レベルに従って変動するが、PLL11の前段で振幅制限増幅器18を使用しているので、PLL11に供給されるレベルは通常の受信可能な電界強度ではほぼ一定（前記所定のレベル）となり、ループフィルタ24より得られる誤差信号中のノイズレベルは、受信電界強度変動下でも変動することがなくなり、これにより確実な相関点（同期点）の検出が可能となる。

【0026】なお、SS同期の確立後においては、VC021からの出力信号は、搬送波再生回路15における入力信号（BPF4出力中の搬送波成分）の位相に対して $\pi/2$ だけシフトしているので、移相回路22でそのシフト量を補正する。更に、乗算器16での2乗動作により2倍の周波数となっているので、次段の分周器23にて周波数を1/2にして復調用搬送波 $\cos \omega t$ を得る。この搬送波を1次復調用の乗算器14に供給してBPF4からのSS復調出力（即ち1次変調波）と乗算（同期検波）することにより、PSK復調等の1次復調が達成できる。更にLPF25にて不要な成分を除去して出力端子Out2より復調情報信号d(t)を得るわけである。このLPF25は原理的には無くても構わないが、これを設ければ、S/Nの良い復調情報信号d(t)が得られる。

【0027】以上の説明においては、SS復調における相関点の検出を行なうために、PLL11に含まれるLF24より得られる誤差信号出力レベル（ノイズレベル）を用いるものとしたが、これに限らず、例えば図5に第1実施例装置10の変形例としてその主要部を示すように、ノイズ検出回路27を備え、これにLF24の前段である乗算器19の出力を供給し、ノイズレベルをここで識別することにより相関点を検出するよう構成しても良い。なお、ノイズ検出回路27は1次変調用のキャリア周波数帯域以上を除去した信号成分のレベルを検出しており、LPFを含んで構成されている。従ってその出力波形は図4[B]に類似したものとなる。

【0028】かかる構成によれば、ノイズレベル識別用の信号をLF24の前段から得ている。従って、PLL11のループ帯域外のノイズレベルも図4[B]のようにある程度の値となる（LF24の出力はループ帯域外で

は殆ど0となる）ので、何らかの原因により同期が外れた場合でも、ノイズレベルの判別により相関点を検出できるという特長もある。なお、この図5において図3に示した第1実施例装置10と同一構成部分には同一符号を付して、その詳細な説明を省略する。

【0029】次に、本発明のSS復調装置の第2実施例について、図6を参照し乍ら説明する。図6は本発明第2実施例のSS復調装置30の主要部を示すブロック構成図であり、前記図3及び図5のいずれにもない構成要素として増幅器26を設けている。これは復調情報信号の波形整形用であり、受信電界強度の変動により1次復調出力レベルが変動して、乗算器28における情報信号成分の打消し動作が損なわれるのを防ぐために使用される。この増幅器26以外は図3の第1実施例装置10や図5の変形例装置20とほぼ同一の構成なので、同一符号を付してその詳細な説明を省略する。

【0030】第2実施例装置30における第1実施例装置10との主な相違点は、乗算器28の2つの入力端子のうちの一方を出力端子Out2に接続することにより、LPF25の出力を増幅器26を介して供給している。従って、乗算器28は後述する動作原理により、逆拡散復調出力中の変調情報成分を復調情報信号により打消す逆変調手段として機能する。また、第1実施例装置10における分周器(23)は不要になる。なお、PLL11より制御信号発生回路6に至る回路構成は、図5に示した変形例装置20と同様のものを用いているが、その部分を図3の第1実施例装置10と同様に構成することも可能である。

【0031】次に、本発明第2実施例装置30の機能、動作について、前記図4の信号波形図を併せ参照して説明する。アンテナAnにて受信されたSS変調波(A)は、図示しないBPF等を介して逆拡散復調用の乗算器2に供給される。このSS変調波(A)は、振幅を A_1 とすると、第1実施例と同様にして $A_1 P(t) d(t) \cos \omega t$ と表わされる。一方、乗算器2には局部発振器8からのクロック信号(C)を基にPNG（拡散符号発生回路）3にて発生された拡散符号 $P(t-\tau)$ が供給されている。

【0032】これにより、乗算器2からは $A_1 P(t) P(t-\tau) d(t) \cos \omega t$ なる逆拡散復調出力が得られるが、図4に示す相関点(b),(d)では周知の如く位相成分 $\tau=0$ となるから、逆拡散復調出力は $A_1 P^1(t) d(t) \cos \omega t$ となる。なお、 $P^1(t)$ は1であるので、BPF4により狭帯域化された逆拡散復調出力は、結局 $A_1 d(t) \cos \omega t$ となり、相関点(b),(d)の瞬時においてPSK変調波として得られることになる。一方、非相関点(a),(c),(e)では、BPF4の出力は $A_1 P(t) P(t-\tau) d(t) \cos \omega t$ となる（図4[A]参照）。但し、厳密にはBPF4によりフィルタリングされるので、通常はこの数式の上に_____（バー）を付して表記している。

【0033】かかるBPF4の出力は乗算器28に供給される。相関点(b), (d) では、乗算器28には波形整形用の増幅器26を介して復調情報信号d(t)が供給される(LPF25等による遅延は考えないとする)ので、その乗算出力は $A_1 d^2(t) \cos \omega t$ となる。ここで、 $d(t) = 1$ 又は -1 なので、当然 $d^2(t) = 1$ となり、従って逆拡散復調手段(乗算器2)からの出力信号中の変調情報成分は復調情報信号との乗算により打消されたことになり、BPF17からは抽出された搬送波 $A_1 \cos \omega t$ が出力される。抽出された搬送波は振幅制限増幅器18を介してPLL11内の乗算器19に供給される。PLL11は狭帯域なトラッキングフィルタとして動作し、そのVCO21の出力には、ジッタの殆ど無い良好な再生搬送波が得られる。

【0034】一方、非相関点では、PLL11に入来する信号はBPF17で帯域制限された拡散されたままの複雑な信号となるが、信号中に含まれる搬送波 $\cos \omega t$ にPLL11は同期することになり、拡散成分がノイズとなってジッタの多い搬送波がVCO21より出力される。そこで、位相比較出力である誤差信号はノイズ検出回路27に供給され、図4[A]の如き波形のノイズとして検出される。

【0035】この様に、相関点と非相関点ではノイズ量が大幅に異なるため、そのノイズレベルをレベル識別回路5で識別し、この識別結果を基に制御信号発生回路6において制御信号を発生させてスイッチSwを切り換えるわけである。入力端子In1にはSS変調装置(図示せず)側での拡散符号発生用のクロック信号と等価なクロック信号(C)が与えられているとすると、そのクロック信号(C)がPNG3に供給されるので、相関点(b)又は(d)において $\tau = 0$ の拡散符号P(t)が発生開始となる。従って、同期保持機構(図示せず)により拡散符号P(t)は持続して発生することになり、乗算器2からは $A_1 P^2(t) d(t) \cos \omega t$ なる逆拡散復調出力が持続して得られる($P^2(t) = 1$)。

【0036】これにより、乗算器28にはBPF4からの変調波 $A_1 d(t) \cos \omega t$ と共に、波形整形用の振幅制限増幅器26を介して復調情報信号(PSK復調出力)d(t)が持続して供給されるので、その乗算出力は $A_1 d^2(t) \cos \omega t$ となり($d^2(t) = 1$)、BPF17の出力には $A_1 \cos \omega t$ なる搬送波のみが抽出されて得られる。抽出された搬送波は振幅制限増幅器18を介してPLL11内の乗算器19に供給される。この振幅制限増幅器18は、受信電界強度による受信搬送波のレベル変動に対して一定振幅を保つために使用されており、従来装置9に用いられるAGC回路1の機能も代用しており、更にAGC回路使用時の受信信号のダイナミックレンジを遙かに凌ぎ、AGC回路では対応できない130dB程度のダイナミックレンジを得ることができる。

【0037】また、トラッキングフィルタとして用いら

れるPLL11は、その機能として、抽出された搬送波に含まれるノイズや不要な周波数成分を抑圧し、PSK変調波を同期復調するための高品位な搬送波を再生するためと、乗算器19の出力に現れるSS同期時とSS非同期時のノイズレベルの変化を検出して、SS同期捕捉動作を行うためのノイズ検出用PLLを兼ねていることは既述の通りである。

【0038】なお、乗算器19により位相比較を行うと、入力搬送波に対してVCO21より出力される再生搬送波の位相は90度シフトするため、移相回路22にて90度の移相を行い、入力搬送波と再生搬送波の位相を合わせている。これにより、移相回路22の出力は振幅を A_1 とする再生搬送波 $A_2 \cos \omega t$ となって乗算器14に供給され、ここでBPF4からの出力 $A_1 d(t) \cos \omega t$ との乗算による同期復調が行われる。従って、乗算出力は $(A_1 A_2 / 2) d(t) (1 + \cos 2\omega t)$ となり、LPF25にて $\cos 2\omega t$ に関連した成分が除去されて振幅が $A_1 A_2 / 2$ なる復調情報信号d(t)が得られる。

【0039】ところで、入力SS変調波の電界強度レベルに対して振幅 A_1 は変動するが、前記の如く波形整形用の増幅器26(電圧コンパレータとして動作する)を用いているので、復調情報信号d(t)の振幅はほぼ一定となって出力端子Out2より出力される。

【0040】本発明のSS復調装置の第3実施例について、図7、図8、図9、図10を参照しながら説明する。図7は本発明の第3実施例のSS復調装置40の主要部を示すブロック構成図である。なお、前記した図6の構成とほぼ同一の構成には、同一符号を付してその詳細な説明は省略する。

【0041】第3実施例装置40における第2実施例装置30との主な相違点は、再生搬送波生成回路15に遅延時間がLPF25等による遅延時間Tと等しい遅延回路31を設け、乗算器28に供給されるBPF4の出力と乗算器(電圧コンパレータ)26からフィードバックされる復調情報信号d(t-T)との時間(位相)ずれを合致させるようにした点と、ノイズ検出回路27の次段に、非線形検波回路32を設けて、より良好に相関点と非相関点との識別を可能にした点である。

【0042】図8は本発明のSS復調装置におけるSS同期検出部の波形説明図であり、図8中、各波形はSS同期の捕捉時におけるスライディング相関用発振器8を拡散符号発生器3に供給し続けた場合の各部の波形を示したものである。同図[A]はBPF4の相関出力信号波形を示し、従来方式では、既に説明した通りこの相関出力信号を用いてSS同期捕捉を行っている。同図[B]は同図[A]の波形が得られる時のノイズ検出回路27の出力信号波形で、相関ピーク点(b), (d)においてノイズレベルは最小となっている事を示している。同図[C]はSS同期捕捉が極めて困難な、受信電界強度が受信復調限

界以下の場合や符号分割多重時の多重数が受信復調限界を超えた場合の BPF 4 の出力信号波形を示している。この波形は説明の容易さから波形レベルを同図[A] の波形とほぼ等しく示しているが、受信電界強度の変動等で実際には異なることは言うまでもない。同図[D] は同図[C] の波形が得られる時のノイズ検出回路 2 7 の出力信号波形である。同図[E] は同図[A] 及び[C] の波形が得られる時の非線形検波回路 3 2 の出力信号波形を示している。

【 0 0 4 3 】次に、本発明第 3 実施例装置 4 0 の機能、動作について、前記図 8 の信号波形図を併せ参照して説明する。第 2 実施例と同様、アンテナ An にて受信された SS 変調波(A) を $A_1 P(t) d(t) \cos \omega t$ 、PNG 3 にて発生された拡散符号を $P(t-\tau)$ とすると、乗算器 2 からは $A_1 P(t) P(t-\tau) d(t) \cos \omega t$ なる逆拡散復調出力が得られ、BPF 4 を介して乗算器 1 4 及び搬送波再生回路 1 5 に供給される。相関点 { 図 8 に示した (b), (d) } では、乗算器 2 8 には増幅器 2 6 を介して LPF 2 5 等の遅延 T の影響を受けた復調情報信号 $d(t-T)$ が供給されると共に、遅延回路 3 1 を介して遅延 T の影響を受けた 1 次変調波 $A_1 d(t-T) \cos(\omega t - \omega T)$ との乗算による逆変調が行われる。従って、乗算器 2 8 の出力は $A_1 d^2(t-T) \cos(\omega t - \omega T)$ となり、 $d^2(t-T)$ は 1 であるから、結局 $A_1 \cos(\omega t - \omega T)$ となって基本的に搬送波が抽出される。

【 0 0 4 4 】一方、非相関点 { 図 8 に示した (a), (c), (e) } では、上述したようにジッタの多い搬送波が VCO 2 1 より出力される。位相比較器 1 9 (図 6 の乗算器 1 9 と同様の機能をもつ) の出力である誤差信号はノイズ検出回路 2 7 に供給され、図 8 [B] の如き波形のノイズとして検出され、非線形検波回路 3 2 で図 8 [E] の如くノイズレベル差が拡大され、レベル識別回路 5 でノイズレベルが識別される。この識別結果を基に制御信号発生回路 6 において制御信号を発生させてスイッチ Sw が切換えられ、クロック信号 (C) が PNG 3 に供給され同期が確立する。

【 0 0 4 5 】移相回路 2 2 では同期復調乗算器 1 4 に供給されている逆拡散復調出力中の搬送波 $A_1 \cos \omega t$ の位相と VCO 2 1 の再生搬送波 $A_1 \cos(\omega t - \omega T - \theta)$ の位相とを一致させるために使用しており、移相回路 2 2 からは振幅 A_2 の再生搬送波 $A_2 \cos \omega t$ が出力される。尚、位相差 θ は、PLL 1 1 の基本動作時における位相比較器 1 9 に与えている搬送波位相である。

【 0 0 4 6 】従って、同期復調出力は既に説明したように $(A_1 A_2 / 2) d(t) (1 + \cos 2\omega t)$ なる式で表されるが、搬送波成分は LPF 2 5 により除去され、次段の乗算器 2 6 で波形整形されて遅延 T の影響を受けた復調情報信号 $d(t-T)$ として出力端子 Out 4 に出力される。

【 0 0 4 7 】次に、非線形検波回路について説明する。図 9 は非線形検波回路の一回路例であり、図 1 0 はその

動作波形説明図である。ここで、非線形検波回路 5 0 の R1、R2、R3、R4、R5、R6 は抵抗、D1、D2 はダイオード、Q1、Q2、Q3 はトランジスタで、端子 4 1 には $V_{cc}/2$ の電圧が供給されており、増幅器 4 2 の直流電圧レベルは $V_{cc}/2$ 、レベル識別回路 5 の入力増幅器 4 3 の入力抵抗は小さいものとする。また、 $R1 = R2$ 、 $D1 = D2$ 、 $R3 = R4$ 、Q1 と Q2 は相補対称特性であり、 $R5 = R4/R6$ (並列接続) とする。

【 0 0 4 8 】Q1 はそのベース電圧が、端子 4 1 の電圧 $V_{cc}/2$ より Q1 のベース-エミッタ間電圧と D2 の順電圧との和の値 (スレッシュホールドレベル、図 1 0 の +SHL) 以上上がった時にオンとなり、Q2 はそのベース電圧が、端子 4 1 の電圧 $V_{cc}/2$ より Q2 のベース-エミッタ間電圧と D2 の順電圧との和の値 (スレッシュホールドレベル、図 1 0 の -SHL) 以上下がった時にオンとなるスイッチとして働き、更に Q1 と Q3 は位相反転させるもので、Q1 がオンとなると Q1 のコレクタ出力は V_{cc} から $V_{cc}/2$ に下がり、Q3 からコレクタ出力 ($V_{cc}/2$) が得られ、Q2 がオンになると Q2 のコレクタ出力は $V_{cc}/2$ となる。

【 0 0 4 9 】例えば、図 1 0 に示した増幅器 4 2 の出力 [A] (説明の簡便さからサイン波を使用) に対して、図 9 の回路に示した X 点には図 1 0 [B] のような出力が得られる。即ち、図 1 0 [A] の +SHL と -SHL の間には非導通となり、結果的に図 1 0 [B] のように + 半サイクルに対して - 半サイクルが折り返された波形で、レベルの揃った両波検波された波形が得られる。

【 0 0 5 0 】実際には図 8 [E] の如く、出力レベルの相関点と非相関点との区別が良好につけられる出力信号波形が得られる。そして、この出力は次段のレベル識別回路 5 に供給されて良好に 2 値化され、同期捕捉用制御信号発生回路 6 へ供給されて図 1 0 の [A] の相関点のピーク時に Sw が In1 に切り換えられて In1 より供給されている正規のクロック信号 (C) が拡散符号発生器 3 に供給されて SS 同期捕捉動作が終了する。

【 0 0 5 1 】次に、本発明の SS 復調装置の第 4 実施例について、図 1 1 を参照し乍ら説明する。図 1 1 は本発明第 4 実施例の SS 復調装置 5 0 の主要部を示すブロック構成図であり、前記第 1 ~ 3 実施例と主に異なる点は、フィルター回路 5 1 を設けている点である。これは相関点と非相関点とで検出されたノイズ成分の中に生じる情報成分の微分された不要成分を除去するものである。なお、第 1 ~ 3 実施例とほぼ同一の構成部分には、同一符号を付してその詳細な説明を省略する。

【 0 0 5 2 】次に、本発明第 4 実施例装置 5 0 の機能、動作について説明する。本実施例は、情報信号が比較的高速の場合の SS 変調波の SS 変調波を適用した受信復調装置例で、アンテナ An にて受信された SS 変調波(A) を $A_1 P(t) d(t) \cos(\omega t - \theta)$ 、PNG 3 にて発

生された拡散符号を $P(t-\tau)$ とすると、乗算器 2 から $A_1 P(t) P(t-\tau) d(t) \cos(\omega t - \theta_0)$ なる逆拡散復調出力が得られ、BPF 4 を介して乗算器 1 4 及び搬送波再生回路 1 5 に供給される。なお、 θ_0 は搬送波の初期位相を示す。相関点では、乗算器 2 8 には増幅器 2 6 を介して (LPF 2 5 等の遅延時間を T_1 とする) 遅延 T_1 の影響を受けた復調情報信号が供給される (ここでは $-d(t-T_1)$ としている) と共に、遅延回路 3 1 (遅延時間を T_2 とする) を介して遅延 T_2 の影響を受けた 1 次変調波 $A_1 d(t-T_2) \cos(\omega t - \omega T_2 - \theta_0)$ との乗算による逆変調が行われる。ここで、 $T_1 = T_2$ とすれば、乗算器 2 8 の出力は $-A_1 d^2(t-T_1) \cos(\omega t - \omega T_1 - \theta_0)$ となり、 $d^2(t-T_1)$ は 1 であるから、結局 $-A_1 \cos(\omega t - \omega T_1 - \theta_0)$ となって基本的に搬送波が抽出される。

【0053】一方、非相関点では、上述したようにジッタの多い搬送波が VCO 2 1 より出力される。位相比較器 1 9 の出力である誤差信号はノイズ検出回路 2 7 でノイズとして検出されて、櫛歯フィルタ 5 1 へ供給され

$$e(t) = (1/4) + (4/\pi) \{ (1/3) \cos \omega t + (1/15) \cos 3\omega t - (1/105) \cos 5\omega t + \dots \} \quad (1)$$

となる。

【0055】図 1 3 は SS 同期検出部の波形説明図で、図 1 3 [A] は BPF 4 の相関出力信号波形を示し、この時のノイズ検出回路 2 7 の出力は図 1 3 [B] に示されるように、相関点 (b) で、図 1 2 [D] に示すノイズが生じるため、何等かのノイズ除去手段が必要となる。図 1 4 は、そのノイズ除去用のフィルタ回路 5 1 の一例の櫛歯フィルタの具体的回路例で、図 1 5 はその周波数特性

$$G(\omega) = F(\omega) (1 + e^{-j\omega T}) \quad (2)$$

$$H(\omega) = 1 + e^{-j\omega T} = 2 e^{-j(\omega T/2)} \cos(\omega T/2) \quad (3)$$

より、絶対値 $|H(\omega)|$ は、

$$|H(\omega)| = 2 |\cos(\omega T/2)| \quad (4)$$

となり、図 1 5 [a] に示す特性となる。また同図 [b] は横軸を周波数とした図である。

【0057】同図 [c] は (1) 式に示した出力の周波数特性の概略を示す図であり、 f は基本波の周波数である。従って、(1) 式に示した出力の基本波 f と、櫛歯フィルタの周波数特性で出力が零となる角周波数 π/T の周波数が等しくなるように遅延器 5 2 の遅延時間 T を設定すれば、同図 [c] に示した (1) 式の基本波 f 、 $3f$ 成分、 $5f$ 成分等は櫛歯フィルタのディップで除去、又は低減可能となる。以上により、櫛歯フィルタを用いたフィルタ回路 5 1 のノイズ出力は図 1 3 [C] に示すように相関点と非相関点との識別が明確となる波形となり、次段のレベル識別回路 5 によりレベル識別される。なお、フィルタ回路 5 1 としては、他にノッチフィルタ等を用いることができる。

【0058】逆変調用乗算器 2 8 の出力、 $-A_1 \cos(\omega t - \omega T_1 - \theta_0)$ は、振幅制限増幅器 1 8 を介して位相比較器 1 9 に供給される。位相比較器 1 9 に供給され

る。ところで、情報信号速度が高速化すると 1 ビットに対する T_1 と T_2 との僅かな遅延時間が無視できなくなり、この差がノイズ検出時に影響してくるので、フィルタ回路 5 1 でその影響を除去している。

【0054】これについての動作を図 1 2 に従って説明する。図 1 2 は情報信号の遅延成分を説明する図である。逆変調用乗算器 2 8 には遅延回路 3 1 からの出力中の図 1 2 [A] に示す情報信号 $d(t-T_2)$ と、増幅器 2 6 からの出力である図 1 2 [B] に示す情報信号 $-d(t-T_1)$ とが供給される。乗算器 2 8 の出力は図 1 2 [C] に示す波形 $-d(t-T_2) \times d(t-T_1)$ となり、一種の微分された出力が得られる。実際には、BPF 4 の帯域制限やノイズ検出回路 2 7 の帯域制限等の影響を受けて、実際に得られるノイズ検出回路 2 7 における波形出力は図 1 2 [D] に示すものとなる。図 1 2 [D] の波形は微分状のノイズであり、微分成分が連続していれば近似的には図 1 2 [a] に示すように $(-\pi/2) < \omega t < (\pi/2)$ において $(\cos \omega t)^2$ であり、 $(\pi/2) < \omega t < (3\pi/2)$ では零の波形で、展開式で示すと出力 $e(t)$ は、

を示す図である。

【0056】これらの図において、櫛歯フィルタの簡単な動作説明を行う。入力信号は $f(t)$ 、遅延時間 T の遅延器 5 2 を経た信号は $f(t-T)$ であり、加算器 5 3 により加算された加算出力 $g(t)$ は $f(t) + f(t-T)$ となる。ここで、フーリエ変換対として $f(t) \leftrightarrow F(\omega)$ 、 $g(t) \leftrightarrow G(\omega)$ 、伝達関数 $H(\omega) = G(\omega) / F(\omega)$ とすれば、

る信号は振幅制限された $-A_1 \cos(\omega t - \omega T_1 - \theta_0)$ と、VCO 2 1 の出力 (入力搬送波に対して位相は 90 度シフトされる) $A_2 \sin(\omega t - \omega T_1 - \theta_1)$ とが位相比較され、ループフィルタ 2 4 の誤差電圧は $E \sin(\theta_0 - \theta_1)$ となる。PLL 1 1 がロックしている時の $\theta_0 - \theta_1$ は小さな値であるから、誤差電圧は近似的に $E(\theta_0 - \theta_1)$ が VCO 2 1 に供給される。尚、位相差 θ_1 は、PLL 1 1 の基本動作時における位相比較器 1 9 に与えている搬送波位相である。

【0059】移相回路 2 2 は VCO 2 1 の出力位相を BPF 4 の逆拡散復調出力の搬送波位相と一致させるための回路で、移相回路 2 2 の出力は $A_1 \cos(\omega t - \omega T_1 - \theta_0)$ となり、同期検波用乗算器 1 4 に供給されて 1 次変調波の同期検波が行われる。従って、乗算器 1 4 の出力は $-(A_1 - A_2/2) d(t) \{1 + \cos 2(\omega t - \omega T_1 - \theta_1)\}$ となり、LPF 2 5 を介して搬送波成分は除去され $-(A_1 - A_2/2) d(t-T_1)$ となり、増幅器 (比較器) 2 6 を介して出力端子 Out5 に復調情報信

号 $d(t-T_1)$ が出力される。

【 0 0 6 0 】

【発明の効果】本発明のSS復調装置は以上のように構成したので、次のような種々の優れた特徴を有する。

①従来装置において必須の構成要件であったAGC回路を省略でき、しかも、AGC回路でSS変調波振幅を一定にする場合よりも、同期検出におけるダイナミックレンジが拡大される。

②AGC回路では実現不可能な130dB程度までの受信電界強度のレベル変化に対応させることができる。

③本発明装置を第2、3又は4実施例装置のように構成すると、第1実施例装置における分周器も不要となる。

④非線形検波回路を相関検出に用いたことにより、相関点と非相関点とのレベル差が顕著に現れるため、より良好にSS同期検出が可能になる。

⑤フィルター回路をSS同期検出に用いたことにより、同期検出用ノイズ信号中の情報信号成分の微分された成分が良好に除去できるため、情報信号の高速化においても良好なSS同期検出が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来のSS復調装置の主要部を示す概略ブロック図である。

【図2】従来装置における同期捕捉動作説明用の信号波形図である。

【図3】本発明のSS復調装置の第1実施例のブロック構成図である。

【図4】第1実施例の同期捕捉動作説明用の信号波形図である。

【図5】第1実施例の変形例の主要部を示すブロック構成図である。

【図6】本発明のSS復調装置の第2実施例のブロック構成図である。

【図7】本発明のSS復調装置の第3実施例のブロック構成図である。

【図8】第3実施例の同期捕捉動作説明用の信号波形図である。

【図9】図7の非線形検波回路の主要部を示す回路図である。

【図10】図9の非線形検波回路の動作説明用の信号波形図である。

【図11】本発明のSS復調装置の第4実施例のブロック構成図である。

【図12】第4実施例における情報信号の遅延成分を説明する図である。

【図13】第4実施例のSS同期検出部の波形説明図である。

【図14】図11のフィルター回路の一例の主要ブロック構成図である。

【図15】図11のフィルター回路の一例の周波数特性を説明する図である。

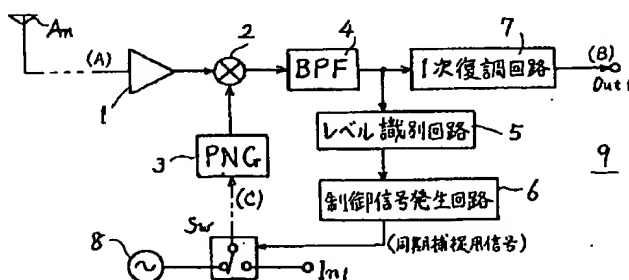
【符号の説明】

- 2 乗算器（逆拡散復調手段）
- 3 PNG（拡散符号発生回路）
- 4 BPF（帯域濾波器）
- 5 レベル識別回路
- 6 制御信号発生回路
- 8 局部発振器

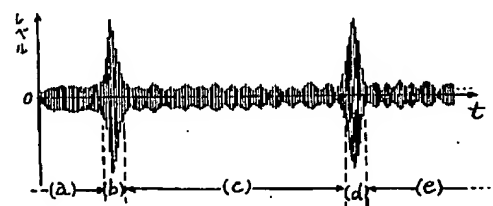
10、20、30、40、50 SS復調装置（主要部）

- 11 位相同期ループ（PLL）
- 14 乗算器（1次復調手段）
- 15 搬送波再生回路
- 16 乗算器（逡倍手段）
- 17 BPF（搬送波抽出手段）
- 18、26 振幅制限増幅器
- 19 乗算器（位相比較器）
- 21 VCO（電圧制御発振器）
- 22 移相回路
- 23 分周器
- 24 ループフィルタ（LPF）
- 25 LPF
- 27 ノイズ検出回路
- 28 乗算器（逆変調手段）
- 31 遅延回路
- 32 非線形検波回路
- 51 フィルター回路

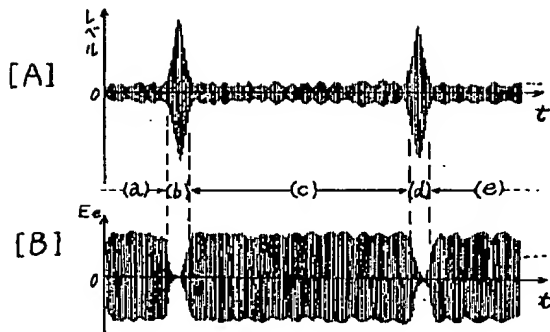
【図1】



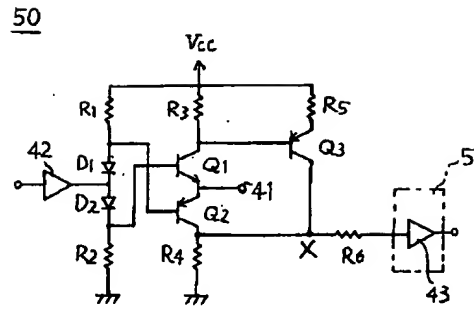
【図2】



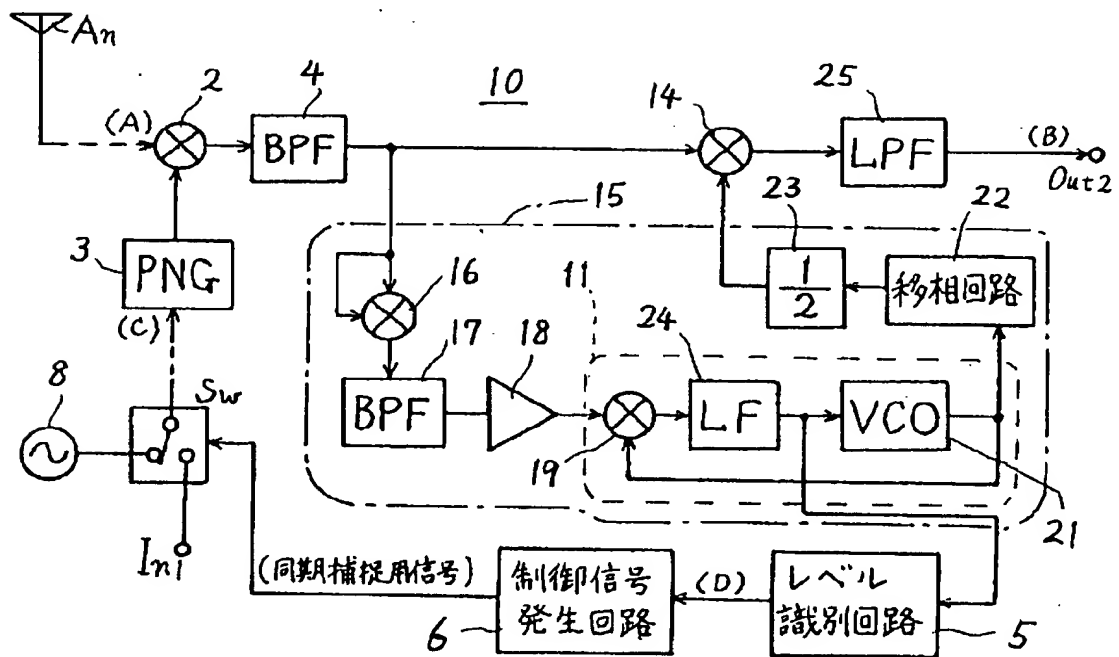
【図 4】



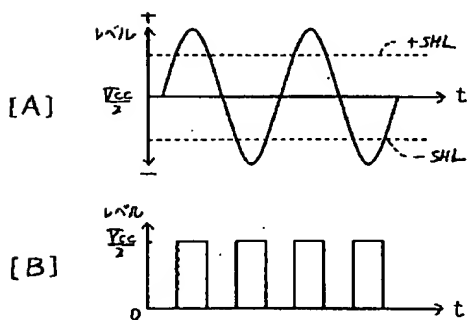
【図 9】



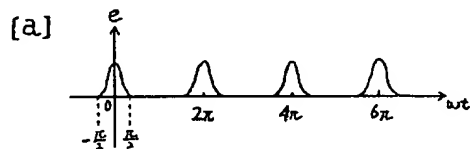
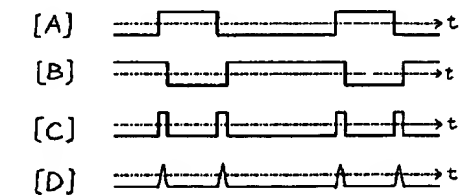
【図 3】



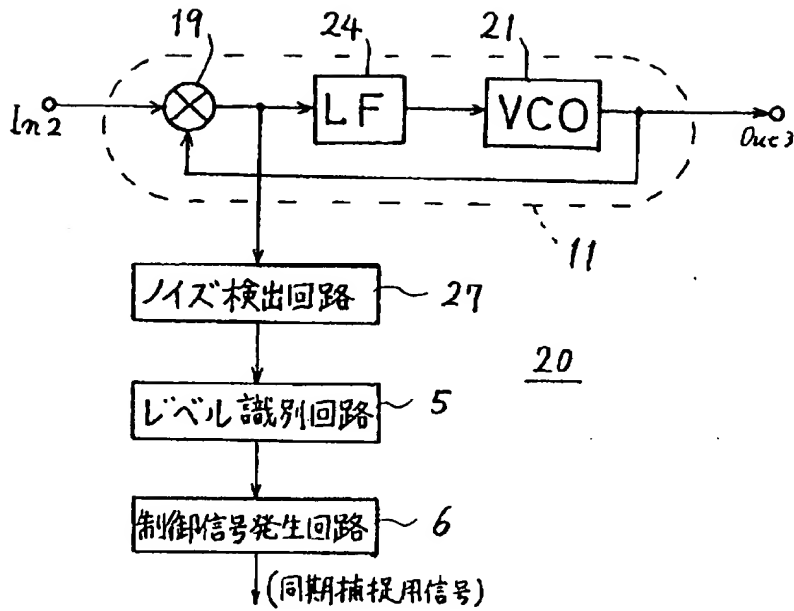
【図 10】



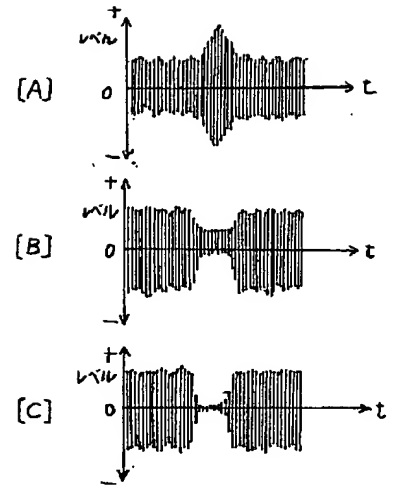
【図 12】



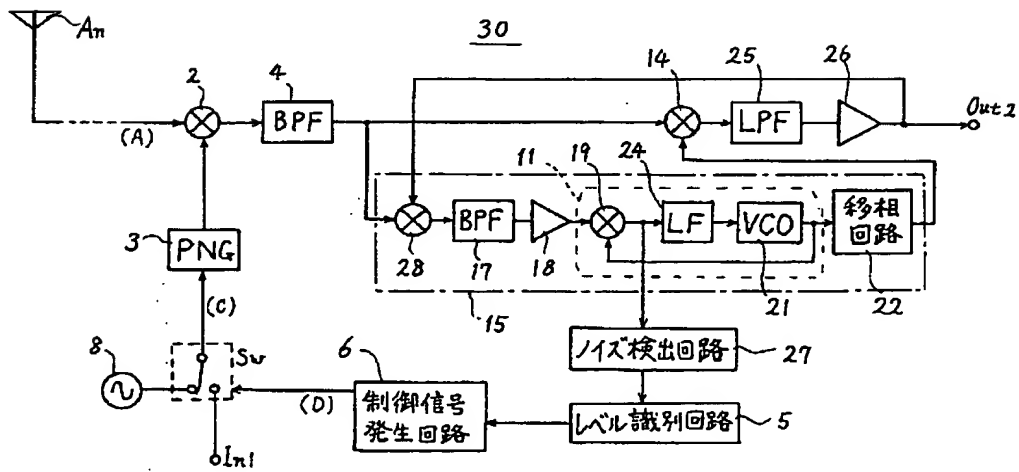
【図 5】



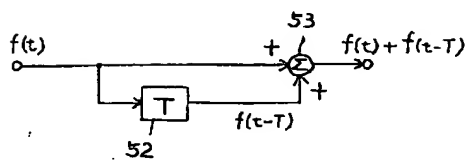
【図 13】



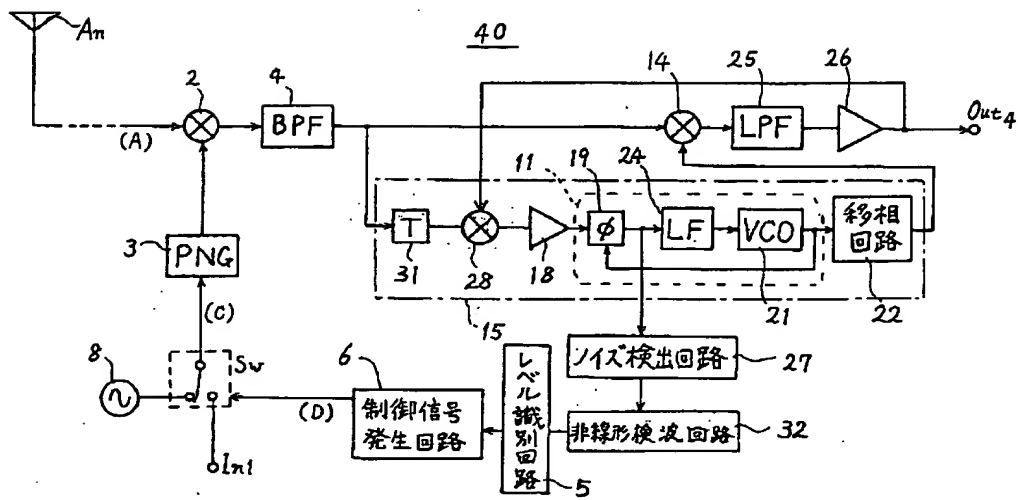
【図 6】



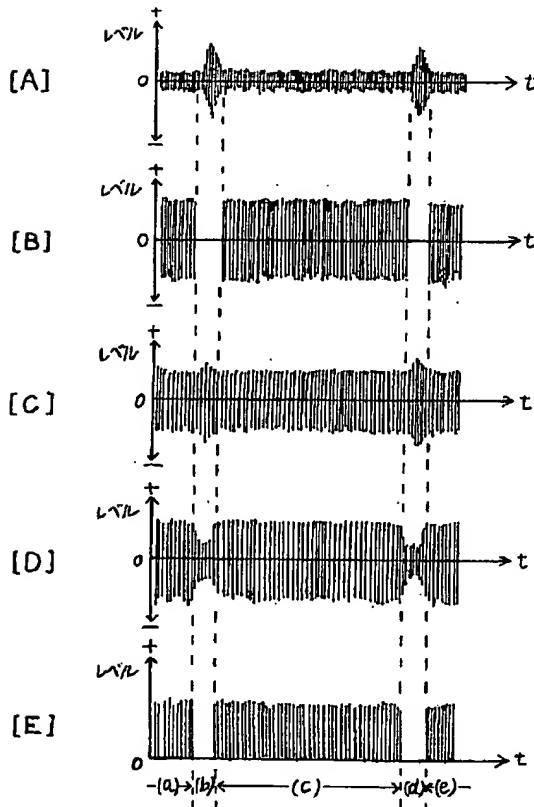
【図 14】



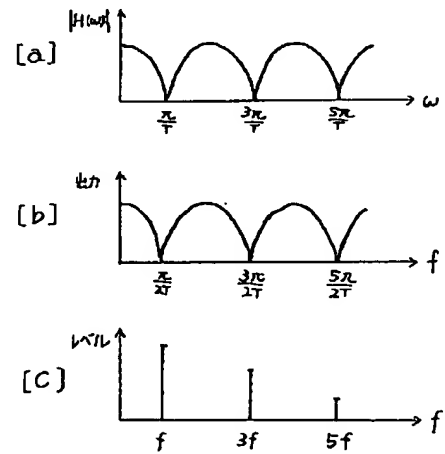
【図 7】



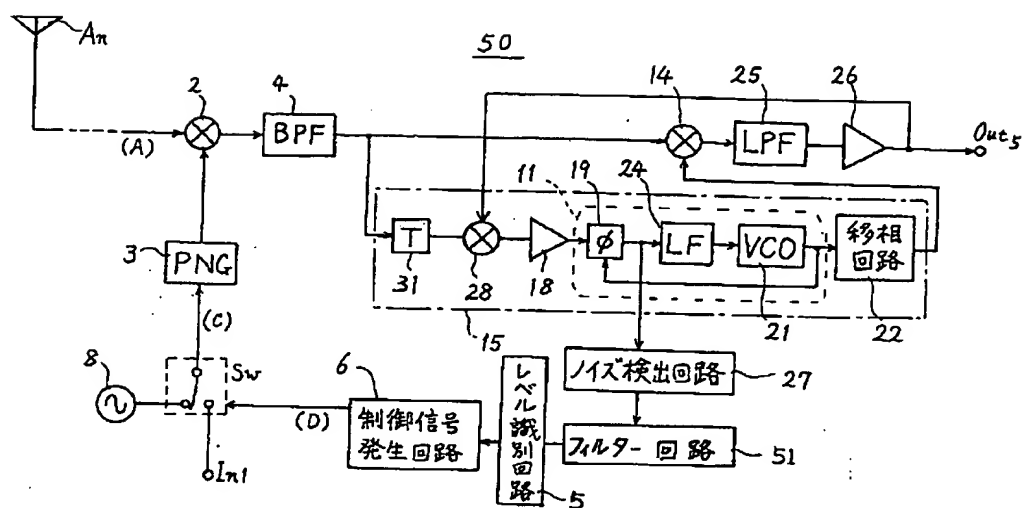
【図 8】



【図 15】



【図 1 1】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.